

文章编号:1674-2974(2016)08-0092-09

基于波动负荷功率分析的闪变源判别方法^{*}

高云鹏[†], 陈 婧, 李 林, 滕召胜, 柯盼盼

(湖南大学 电气与信息工程学院, 湖南 长沙 410082)

摘 要:通过建立多闪变源电路等效模型,分析了闪变功率闪变源判别原理,构建了改进能量算子提取电压和电流闪变包络,采用改进FFT谱分析获得闪变包络参数计算闪变功率,基于闪变功率方向和幅值特性实现闪变源定位及其污染评估,提出并建立了基于波动负荷功率分析的闪变源判别方法.仿真分析和实验表明,提出方法能快速有效定位闪变源,准确评估多闪变源的污染程度,判别结果快速准确、误判率低.

关键词:闪变源;闪变功率;改进能量算子;改进FFT;电能质量

中图分类号:TM835.4

文献标识码:A

Trace of Flicker Sources Based on Fluctuating Load Power Analysis

GAO Yun-peng[†], CHEN Jing, LI Lin, TENG Zhao-sheng, KE Pan-pan

(College of Electrical and Information Engineering, Hunan Univ, Changsha, Hunan 410082, China)

Abstract: Through the establishment of multi-flicker sources circuit equivalent model, the theoretical background of tracing flicker sources by flicker power was analyzed. To accurately estimate flicker power, the flicker envelope parameters were obtained by using improved Teager-Kaiser energy operator and the improved FFT. The direction of flicker flow was determined by the sign of flicker power, and pollution assessment was achieved with the magnitude of flicker power. The simulation analysis and experiment results show that this approach can trace flicker sources effectively and rapidly and assess the pollution level of different flicker sources accurately. The tracing results are computed fast and correctly and the misdiagnosis rate is reduced.

Key words: flicker source; flicker power; improved energy operator; improved FFT; power quality

电压闪变是电能质量的重要参数,是导致电气设备故障与失效的重要原因^[1].随着大功率波动负荷(如电弧炉、轧钢机等)的广泛应用,电网电压波动和闪变问题越来越严重.现有研究主要集中在电压闪变值的检测和计算方面,针对闪变源定位和闪变

污染评估研究较少,而快速有效定位闪变源,明确闪变污染责任方,且在多闪变源情况下准确评估各闪变源污染程度,可为实现闪变问题针对性治理提供重要依据^[2].

闪变源判别包括闪变源定位和闪变污染评估.

^{*} 收稿日期:2016-01-08

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51107035), National Natural Science Foundation of China(51107035);湖南省自然科学基金资助项目(2016JJ2022);长沙市科技计划项目(K1508018-11)

作者简介:高云鹏(1978-),男,辽宁营口人,湖南大学副教授,博士

[†] 通讯联系人, E-mail: gfront@126.com

针对闪变源的追踪和定位问题, Dan^[3] 提出基于电流的闪变分离法; 文献[4]基于闪变能量在不同电压等级间的传递规律实现闪变源快速定位; 文献[5]运用动态向量法建模, 通过计算闪变传播系数定位闪变源; 文献[6]提出母线电压和各支路电流的相关度系数法; 文献[7]从分形角度分析闪变源和非闪变源间差异, 提供闪变源定位新思路; 文献[8]提出基于多频率 S 变换得到闪变指数进而采用多层次感知器神经网络定位闪变源的方法. 由于在闪变干扰环境检测分析中, 恒定负荷的电流也是波动复杂信号^[3], 直接影响闪变源判据, 且上述方法计算复杂, 在线检测分析实现困难.

为实现闪变源快速定位, 借鉴谐波/间谐波源判别方法, 文献[9]提出基于间谐波功率流向法进行周期性闪变源定位; 文献[10]基于电网分析原理提出短路容量和潮流计算的闪变预测算法; 依据电压电流有效值关系, 文献[11]提出节点电压对负荷电流微分的方法; 根据波动负荷引起的闪变电压和电流变化规律, 文献[12]提出利用闪变功率特性判别闪变源的方法. 为提高闪变功率的计算准确度, 国外学者采用平方解波^[12]、有效值解波^[13]、小波解波^[14]和 $d-q$ 变换^[15]等方法, 进一步提出了基于闪变功率特性分析的闪变源定位方法. 但这些方法在多闪变源同时作用电力系统时, 易引起闪变传递的方向误判或干扰程度的评定误差, 无法实现闪变干扰源的准确定位和判别.

为实现对多闪变源快速、准确定位和污染责任评估, 本文通过建立多闪变源电路等效模型, 分析闪变功率判别闪变源机理, 构建改进能量算子提取闪变包络, 采用 Nuttall 窗改进 FFT 频谱校正方法获得准确的闪变包络参数, 基于闪变功率方向和幅值的特性分析, 实现闪变源快速定位和污染评估. 并分别针对单闪变源和多闪变源进行仿真与实验分析, 验证了本文提出方法的准确性和有效性.

1 闪变源等效模型

根据闪变功率物理意义^[16], 建立含多闪变源的等效分析电路模型如图 1 所示.

图中 U_S 为电压源, Z_S 和 Z_T 分别为电源阻抗和线路阻抗, Z_1 为恒定线性阻抗, Z_2 和 Z_3 为波动负荷阻抗, 波动负荷 Z_2 和 Z_3 视为闪变源. 从监测点 M 处获取电压 U_1 和电流 I_1 的波形数据, 相对于监测点 M 来说, Z_2 位于其负荷侧, Z_3 位于系统侧.

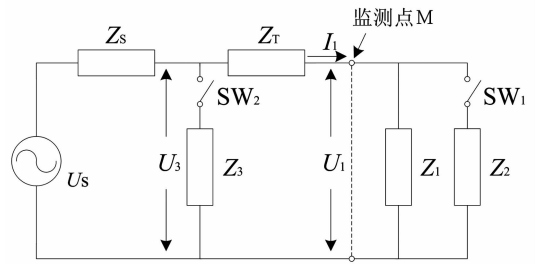


图 1 多闪变源电路模型

Fig. 1 Circuit model for multiple flicker sources

分别对闪变源位于监测点 M 的系统侧和负荷侧两种情况进行分析, 观察监测点 M 处电压 U_1 和电流 I_1 波形变化及其相互影响.

1) 当开关 SW_2 断开, SW_1 闭合时, 波动负荷 Z_2 接入电路模型监测点 M 的负荷侧.

根据基尔霍夫电压定律, 有

$$U_S = (Z_S + Z_T)I_1 + Z_{12}I_1; \quad (1)$$

$$U_1 = Z_{12}I_1 = U_S - (Z_S + Z_T)I_1; \quad (2)$$

$$\frac{1}{Z_{12}} = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2}. \quad (3)$$

式中: Z_{12} 为 Z_1 与 Z_2 的等效并联阻抗; Z_2 为波动负荷; U_S, Z_S, Z_T 和 Z_1 恒定. 当 Z_2 增加时, 由式(3)可知, Z_{12} 随之增加, 式(1)中 I_1 减小, 式(2)中 U_1 将增加. 同理, Z_{12} 减小, I_1 增加, U_1 减小.

因此, 当闪变源位于监测点 M 负荷侧时, 监测点 M 处电流 I_1 增加(波动电流 $\Delta I_1 > 0$)时, 电压 U_1 减小(波动电压 $\Delta U_1 < 0$); 当电流 I_1 减小(波动电流 $\Delta I_1 < 0$)时, 电压 U_1 增加(波动电压 $\Delta U_1 > 0$).

闪变源在监测点 M 负荷侧电流和电压包络的变化如图 2 所示. 电流包络幅值增加时, 电压包络幅值减小; 电流包络幅值减小时, 电压包络幅值增加, 即电流和电压包络幅值变化异相($\Delta I_1 \times \Delta U_1 < 0$).

2) 当开关 SW_1 断开, SW_2 闭合时, 波动负荷 Z_3 接入电路模型监测点 M 的系统侧.

根据欧姆定理, 有

$$U_1 = Z_1 I_1. \quad (4)$$

Z_1 恒定, 电压 U_1 随着电流 I_1 相应变化, 不随波动负荷 Z_3 变化而变化.

因此, 闪变源位于监测点 M 系统侧时, 监测点 M 处电流 I_1 增加(波动电流 $\Delta I_1 > 0$)时, 电压 U_1 增加(波动电压 $\Delta U_1 > 0$); 当电流 I_1 减小(波动电流 $\Delta I_1 < 0$)时, 电压 U_1 减小(波动电压 $\Delta U_1 < 0$).

闪变源在监测点 M 系统侧电流和电压包络的变化如图 3 所示. 电流包络幅值增加时, 电压包络幅值增加; 当电流包络幅值减小时, 电压包络幅值减小, 即电

流和电压包络幅值变化同相($\Delta I_1 \times \Delta U_1 > 0$).

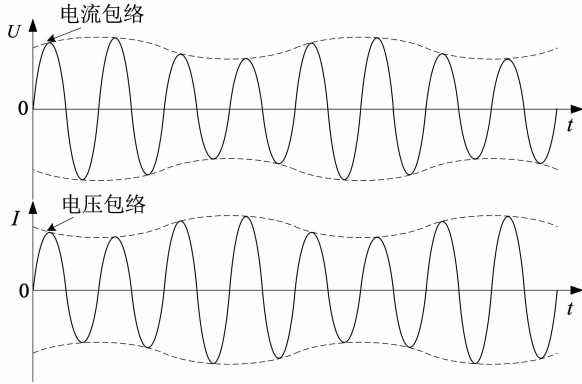


图2 闪变源在负荷侧时监测点M处电流和电压包络变化

Fig. 2 Variations of current and voltage envelopes due to operation of downstream flicker source

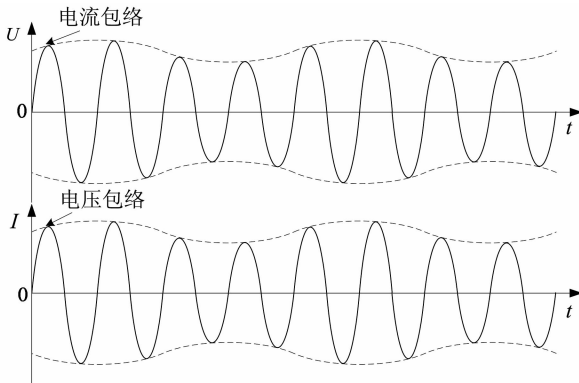


图3 闪变源在系统侧时监测点M处电流和电压包络变化

Fig. 3 Variations of current and voltage envelopes due to operation of upstream flicker source

由此可知,波动负荷会引起监测点电压和电流包络的变化,当闪变源位于监测点负荷侧时,电压和电流的包络变化异相;当闪变源位于监测点系统侧时,电压和电流的包络变化同相.

2 基于波动负荷功率分析的闪变源判别

波动负荷的引入导致电网的电压波动和闪变,电压闪变是以工频信号为载波,其均方根值或峰值受波动分量作为调幅波的调制,其表达式为^[17]:

$$\begin{aligned} u(t) &= (U + m_U(t)) \cos(\omega_c t + \theta_1) = \\ &A(t) \cos(\omega_c t + \theta_1); \\ i(t) &= (I + m_I(t)) \cos(\omega_c t + \theta_2) = \\ &B(t) \cos(\omega_c t + \theta_2). \end{aligned} \quad (5)$$

式中: $\omega_c = 2\pi f_c$, ω_c 为工频载波的角频率, f_c 为工频载波的频率; U 和 θ_1 分别为工频载波电压的幅值和

初相角; $A(t)$ 为电压幅值时变信号; I 和 θ_2 分别为工频载波电流的幅值和初相角; $B(t)$ 为电流幅值时变信号; $m_U(t)$ 和 $m_I(t)$ 分别为电压和电流波动信号,即电压和电流的包络信号,其表达式为:

$$\begin{aligned} m_U(t) &= \sum_{i=1}^h U_i \cos(\omega_i t + \alpha_i) = \\ U \sum_{i=1}^h \frac{U_i}{U} \cos(\omega_i t + \alpha_i) m_I(t) &= \\ \sum_{i=1}^h I_i \cos(\omega_i t + \beta_i) &= I \sum_{i=1}^h \frac{I_i}{I} \cos(\omega_i t + \beta_i). \end{aligned} \quad (6)$$

式中: h 为包络信号调幅波项数; $\omega_i = 2\pi f_i$ 为第 i 项调幅波的角频率, f_i 为第 i 项调幅波的频率; U_i 和 α_i 分别为第 i 项电压调幅波的幅值和初相角; I_i 和 β_i 分别为第 i 项电流调幅波的幅值和初相角; U_i/U 和 I_i/I 为调制量,通常远小于1.

波动电压与波动电流的相互关系(同相还是异相)直接反应波动负荷位于监测点的负荷侧还是系统侧.通过波动电压与波动电流相乘得到的波动功率,分析波动功率得出波动电压和波动电流的变化规律及其相互关系,因此,可通过分析波动负荷功率定位闪变源^[12].某一时刻电压波动信号 $m_U(t)$ 与电流波动信号 $m_I(t)$ 的乘积定义为瞬时波动负荷功率,其表达式^[13]为:

$$p(t) = m_U(t) m_I(t). \quad (7)$$

瞬时波动负荷功率的平均值即为波动负荷的有功功率,将波动负荷的有功功率定义为闪变功率 P_f ^[13].因此,闪变功率的定义式为:

$$P_f = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt. \quad (8)$$

闪变功率 P_f 表示引起闪变的电压波动信号和电流波动信号乘积的矢量和,将式(6)和式(7)代入式(8),得

$$\begin{aligned} P_f &= \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T m_U(t) m_I(t) dt = \\ \frac{1}{T} \int_0^T \left[\sum_{i=1}^h U_i \cos(\omega_i t + \alpha_i) \right] \left[\sum_{i=1}^h I_i \cos(\omega_i t + \beta_i) \right] dt. \end{aligned} \quad (9)$$

根据三角函数的正交性知,当 $i \neq j$ 时,有

$$\int_0^T \cos(\omega_i t + \alpha_i) \cos(\omega_j t + \beta_j) dt = 0.$$

化简式(9),有

$$\begin{aligned} P_f &= \frac{1}{T} \int_0^T \left[\sum_{i=1}^h U_i \cos(\omega_i t + \alpha_i) \right] \times \\ &\left[\sum_{i=1}^h I_i \cos(\omega_i t + \beta_i) \right] dt = \end{aligned}$$

$$\sum_{i=1}^h \left[\frac{U_i I_i}{T} \int_0^T \cos(\omega_i t + \alpha_i) \cos(\omega_i t + \beta_i) dt \right] = \sum_{i=1}^h \frac{1}{2} U_i I_i \cos(\alpha_i - \beta_i) = \sum_{i=1}^h \frac{1}{2} U_i I_i \cos \theta_i. \quad (10)$$

式中:相角差 $\theta_i = \alpha_i - \beta_i$.

由式(10)可知,通过提取电压和电流闪变包络参数可计算获得闪变功率.为快速准确判别闪变源,根据波动负荷功率定位闪变干扰,本文提出通过改进 Teager-Kaiser 能量算子提取监测点 M 处获得的电压 $u(t)$ 和电流 $i(t)$ 包络信号,采用 Nuttall 窗改进 FFT 完成包络参数谱分析与校正,获取准确闪变包络参数计算获得闪变功率 P_f ,构建基于波动负荷功率分析的闪变源判别方法.具体方法实现流程如图 4 所示,据此实现闪变源定位和多闪变污染评估.

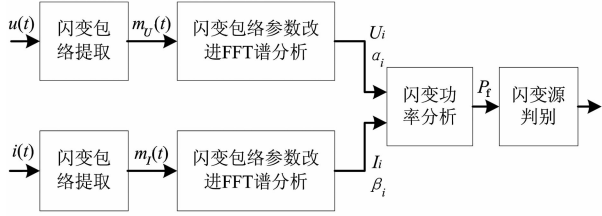


图 4 闪变源判别流程

Fig. 4 Block diagram for tracing flicker source

2.1 闪变包络快速提取

快速准确提取闪变包络是基于闪变功率计算与分析实现判别闪变源的重要环节^[17]. Teager-Kaiser 能量算子 (Teager-Kaiser energy operator, TKEO) 是一个非线性算子,只用信号的 3 个样点即能快速检测包络信号的幅值和角频率变化,跟踪信号的瞬时能量^[18],因此,可采用能量算子提取闪变包络.对于连续时间信号 $x(t)$,其能量算子的定义式^[19]为:

$$\psi[x(t)] = [x'(t)]^2 - x(t)x''(t). \quad (11)$$

式中: $x'(t)$ 和 $x''(t)$ 分别为 $x(t)$ 的一阶和二阶导数.

以式(5)电压信号为例,根据能量算子特性,有

$$\psi[u(t)] = \underbrace{A^2(t)\omega_c^2}_{D(t)} + \underbrace{\psi[A(t)]\cos^2(\omega_c t + \theta_1)}_{E(t)}. \quad (12)$$

式中: $D(t)$ 为提取因子; $E(t)$ 为误差因子. 展开提取因子 $D(t)$, 可得:

$$D(t) = A^2(t)\omega_c^2 = [U^2 + 2U \sum_{i=1}^h U_i \cos(\omega_i t + \alpha_i) + 2 \sum_{i,j=1, i \neq j}^h U_i U_j \cos(\omega_i t + \alpha_i) \cos(\omega_j t + \alpha_j)] \omega_c^2 +$$

$$\sum_{i=1}^h U_i^2 \cos^2(\omega_i t + \alpha_i). \quad (13)$$

由于闪变信号调制量 $m_i = U_i / U$ 通常小于 10%, 闪变信号的频率 f_i 为 0.05 ~ 35 Hz, 电网基波频率 f_c 为 50 Hz, 闪变调幅波信号的项数 h 较小, 故 $E(t) \ll D(t)$, 则

$$\psi[u(t)] \approx D(t) = \omega_c^2 A^2(t). \quad (14)$$

令 $y(t) = \psi[u(t)] / (2U\omega_c^2)$, 有

$$y(t) = \frac{\psi[u(t)]}{2U\omega_c^2} = \frac{U}{2} + \frac{1}{2} U \sum_{i=1}^h m_i^2 \cos^2(\omega_i t + \alpha_i) + \sum_{i=1}^h U_i \cos(\omega_i t + \alpha_i) + A_0 \sum_{i,j=1, i \neq j}^h m_i m_j \cos(\omega_i t + \alpha_i) \cos(\omega_j t + \alpha_j). \quad (15)$$

依据闪变包络变化范围, 简化分析, 忽略式(15)中第 2 项和第 4 项, 则提取闪变包络信号为:

$$m'_U(t) = \frac{\psi[u(t)]}{2U\omega_c^2} - \frac{U}{2}. \quad (16)$$

展开误差因子 $E(t)$, 有

$$\psi[A(t)] = \sum_{i=1}^h U_i^2 \omega_i^2 + \sum_{i=1}^h U_i \omega_i^2 \cos(\omega_i t + \alpha_i) + \sum_{i,j=1, i \neq j}^h U_i U_j [2\omega_i \omega_j \sin(\omega_i t + \alpha_i) \sin(\omega_j t + \alpha_j) + (\omega_i^2 + \omega_j^2) \cos(\omega_i t + \alpha_i) \cos(\omega_j t + \alpha_j)]. \quad (17)$$

将式(17)代入式(12), 可得

$$E(t) = \frac{1}{2} \cos(2\omega_c t + 2\theta_1) \sum_{i=1}^h U_i \omega_i^2 \cos(\omega_i t + \alpha_i) + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^h U_i \omega_i^2 \cos(\omega_i t + \alpha_i) + \left\{ \sum_{i=1}^h U_i^2 \omega_i^2 + \sum_{i,j=1, i \neq j}^h U_i U_j [2\omega_i \omega_j \sin(\omega_i t + \alpha_i) \sin(\omega_j t + \alpha_j) + (\omega_i^2 + \omega_j^2) \cos(\omega_i t + \alpha_i) \cos(\omega_j t + \alpha_j)] \right\} \cos^2(\omega_c t + \theta_1). \quad (18)$$

由式(18)中第 2 项可知, 误差因子中包含闪变包络信号, 因此, 构建第 i 项闪变调幅波包络提取误差修正因子 K_i , 可得提取闪变包络信号校正结果为:

$$m'_U(t) = \frac{\psi[u(t)]}{2U\omega_c^2} - \frac{U}{2} = \sum_{i=1}^h \frac{1}{K_i} U_i \cos(\omega_i t + \alpha_i). \quad (19)$$

式中: $K_i = 1 - \omega_i^2 / (4U\omega_c^2 + \omega_i^2)$.

2.2 包络参数改进 FFT 谱分析

闪变存在频率变动问题, 基于 Teager-Kaiser 算子非同步采样提取闪变包络产生的频谱泄漏和栅栏效应制约了闪变参数快速检测的准确度^[20]. 为减

小包络参数提取受频率、波形等参数变化的影响,采用性能优良的窗函数可减小频谱泄漏和栅栏效应引起的误差^[21].

表1为各经典余弦组合窗的旁瓣特性.由表1可知,Nuttall窗相较于Hanning窗和Blackman窗具有较好的旁瓣峰值电平,4项1阶和4项3阶Nuttall窗比Blackman-harris窗具有更好的旁瓣渐近衰减速率,综合选择旁瓣特性最为理想的4项3阶Nuttall窗加权能量算子包络提取结果,其旁瓣渐近衰减速率为30 dB/oct,旁瓣峰值电平为-82.6 dB.

Nuttall窗时域表达式为^[21]:

$$\omega(n) = \sum_{m=0}^{M-1} (-1)^m b_m \cos(2\pi nm/N). \quad (20)$$

式中: M 为窗函数的项数; $n = 1, 2, \dots, N-1$; b_m 应满足约束条件 $\sum_{m=0}^{M-1} b_m = 1, \sum_{m=0}^{M-1} (-1)^m b_m = 0$.表2为4项3阶Nuttall窗各系数: $b_0 = 0.338\ 946, b_1 = 0.481\ 973, b_2 = 0.161\ 054, b_3 = 0.018\ 027$.

表1 经典余弦组合窗的旁瓣特性
Tab.1 The side-lobe characteristics of the classic cosine composite windows

窗的类型	旁瓣峰值电平/dB	渐近衰减速率/(dB·oct ⁻¹)
Hanning窗	-32	18
Blackman窗	-58	18
Blackman-harris窗	-92	6
3项最小旁瓣Nuttall窗	-71.49	6
4项1阶Nuttall窗	-93.3	18
4项3阶Nuttall窗	-82.6	30
4项最小旁瓣Nuttall窗	-98.2	6

表2 Nuttall各窗函数系数
Tab.2 Nuttall time windows coefficients

系数	4项3阶	4项1阶	3项最小旁瓣	4项最小旁瓣
b_0	0.338 946	0.355 768	0.424 380 1	0.363 581 9
b_1	0.481 973	0.487 396	0.497 340 6	0.489 177 5
b_2	0.161 054	0.144 232	0.078 279 3	0.136 599 5
b_3	0.018 027	0.012 604	-	0.010 641 1

采用4项3阶Nuttall窗函数对提取的电压闪变包络进行加权修正,有

$$r(n) = m'_U(n)\omega(n) = \left[\frac{\psi[u(n)]}{2U \sin^2 \Omega_c} - \frac{U}{2} \right] \times [0.338\ 946 - 0.481\ 972 \cos(2n\pi/N) + 0.161\ 054 \cos(4n\pi/N) - 0.018\ 027 \cos(6n\pi/N)]. \quad (21)$$

通过窗函数 $\omega(n)$ 对电压闪变第*i*项调幅波包络信号进行加权处理,忽略其他调幅波信号对第*i*项闪变调幅波信号的泄漏干扰,由式(6)和式(21)可得到加窗后包络信号的离散傅里叶变换的表达式为:

$$M_U(k\Delta f) = \sum_{i=1}^h \frac{K_i U_i}{2j} e^{j\alpha_i} W\left[\frac{2\pi(k\Delta f - f_i)}{f_s}\right]. \quad (22)$$

式中: $W(f)$ 是 $\omega(n)$ 的连续频谱; f_s 为采样频率; N 为采样数; $\Delta f = f_s / N$.

由于非同步采样造成的栅栏效应,闪变包络第*i*项调幅波信号的峰值频率 $f_i = k_i f$ 很难处于离散谱线频点上,即 k_i 一般不为整数,设峰值点 k_i 附近幅值最大和次最大的谱线分别为 k_{i1} 和 $k_{i2}, k_{i1} \leq k_i \leq k_{i2} = k_{i1} + 1$,则这两条谱线的幅值分别为 $y_{i1} = |U(k_{i1} f)|$ 和 $y_{i2} = |U(k_{i2} f)|$,引入参数 $\beta = (y_{i2} y_{i1}) / (y_{i2} + y_{i1}), \gamma = k_i k_{i1} - 0.5$,可知 γ 取值范围为 $[-0.5, 0.5]$,由式(22)可得:

$$\beta = \frac{\left| \frac{W(\frac{2\pi(-\gamma+0.5)}{N})}{N} \right| - \left| \frac{W(\frac{2\pi(-\gamma-0.5)}{N})}{N} \right|}{\left| \frac{W(\frac{2\pi(-\gamma+0.5)}{N})}{N} \right| + \left| \frac{W(\frac{2\pi(-\gamma-0.5)}{N})}{N} \right|}. \quad (23)$$

式(23)的反函数为 $\gamma = h^{-1}(\beta)$, γ 可由 β 获得,则调幅波频率修正式为:

$$f_i = k_i \Delta f = (\gamma + k_{i1} + 0.5) \Delta f. \quad (24)$$

调幅波幅值 U_i 修正为 k_{i1} 和 k_{i2} 所对应的幅值加权平均,即

$$U_i = K_i \frac{U_{i1} \left| \frac{W(\frac{2\pi(k_{i1}-k_i)}{N})}{N} \right| + U_{i2} \left| \frac{W(\frac{2\pi(k_{i2}-k_i)}{N})}{N} \right|}{\left| \frac{W(\frac{2\pi(k_{i1}-k_i)}{N})}{N} \right| + \left| \frac{W(\frac{2\pi(k_{i2}-k_i)}{N})}{N} \right|} = \frac{2K_i(y_{i1} + y_{i2})}{\left| \frac{W(\frac{2\pi(k_{i1}-k_i)}{N})}{N} \right| + \left| \frac{W(\frac{2\pi(k_{i2}-k_i)}{N})}{N} \right|}. \quad (25)$$

当采样点数 N 取值较大时,可简化式(25)为:

$$U_i = K_i N^{-1} (y_{i1} + y_{i2}) v(\gamma). \quad (26)$$

由式(22)可导出第*i*项调幅波信号初相位修正式为:

$$\alpha_i = \arg [M_U(k_i \Delta f)] + \frac{\pi}{2} - \arg \left[W\left(\frac{2\pi(k_i \Delta f - f_c)}{f_s}\right) \right]. \quad (27)$$

Nuttall窗的频谱幅度函数为:

$$W(\omega) = \sum_{m=0}^{M-1} (-1)^m \frac{b_m}{2} \left[W_R\left(\omega - \frac{2\pi m}{N}\right) + \right.$$

$$W_R(\omega - \frac{2\pi}{N}m)]. \quad (28)$$

式中: $W_R(\omega) = [\sin \frac{N\omega}{2} / \sin \frac{\omega}{2}] e^{-j\omega(N-1)/2}$. 令 $\omega = \frac{2\pi}{N}k$, 有

$$W(\frac{2\pi}{N}k) = \sin \pi k e^{-j\pi k} \left[\sum_{m=0}^{M-1} (-1)^m \frac{b_m}{2} \times \frac{\sin \frac{2\pi k}{N}}{\sin \frac{\pi(k-m)}{N} \sin \frac{\pi(k+m)}{N}} \right]. \quad (29)$$

将 $k = -\gamma \pm 0.5$ 代入式(29), 因 $|- \gamma \pm 0.5| \leq 1$, 且 N 较大, 有

$$\left| W(\frac{2\pi(-\gamma \pm 0.5)}{N}) \right| \approx |\sin \pi(-\gamma \pm 0.5)| \times \left[\sum_{m=0}^{M-1} (-1)^m \frac{b_m}{\pi} \frac{N(-\gamma \pm 0.5)}{(-\gamma \pm 0.5)^2 - m^2} \right]. \quad (30)$$

将式(30)代入式(23)中, 在 Matlab 中利用曲线拟合 polyfit() 函数进行多项式拟合逼近, 可获得 γ 的逼近式:

$$\gamma = H(\beta) = 2.954\ 945\ 14\beta + 0.176\ 719\ 43\beta^3 + 0.092\ 306\ 94\beta^5. \quad (31)$$

同理, 借助 Matlab 曲线拟合 polyfit() 函数进行多项式拟合逼近, 求得 $\nu(\gamma)$ 的系数, 有

$$\nu(\gamma) = 3.209\ 761\ 43 + 0.918\ 739\ 3\gamma^3 + 0.147\ 342\ 29\gamma^5. \quad (32)$$

因此, 电压闪变包络第 i 项调幅波频率修正式为:

$$f_i = k_i \Delta f = (\gamma + k_{i1} + 0.5) \Delta f. \quad (33)$$

由式(26)和式(32)得第 i 项电压调幅波幅值修正式为:

$$U_i = K_i N^{-1} (y_{i1} + y_{i2}) (3.209\ 761\ 43 + 0.918\ 739\ 3\gamma^2 + 0.147\ 342\ 29\gamma^4). \quad (34)$$

由式(27)和式(29)得第 i 项调幅波相角修正式为:

$$\alpha_i = \arg [U_i(k_{i1} \Delta f)] + \pi/2 - \pi(\gamma + 6). \quad (35)$$

同理可推导电流波动信号的包络参数.

2.3 闪变源定位和多闪变污染评估

多闪变源判别包括闪变源定位和各闪变源污染评估^[16], 基于上述改进能量算子改进 Nuttall 窗改进 FFT 方法提取电压和电流闪变包络频率、幅值和相角参数, 代入式(10)求得闪变功率, 通过分析闪变功率的方向和幅值特性, 实现多闪变源定位和污染评估.

闪变功率特性分析:

1) 闪变功率方向分析. 闪变功率的正负表示闪

变功率方向. 波动负荷位于监测点负荷侧时, 电压和电流的包络异相, 即闪变功率 $P_f < 0$, 闪变功率从负荷侧传递到系统侧, 对电路中的波动性负荷作负功; 波动负荷位于监测点系统侧时, 电压和电流的包络同相, 即闪变功率 $P_f > 0$, 闪变功率从系统侧传递到负荷侧, 对电路中的波动性负荷作正功. 由此, 根据闪变功率方向可以定位闪变源. 2) 闪变功率幅值分析. 闪变功率幅值即闪变功率的大小, 可用闪变功率的绝对值表示, 反应出波动负荷吸收或消耗的波动负荷功率的大小. 在同一电压信号输入的各输出支路同时检测闪变功率, 若计算得到闪变功率幅值大, 则该支路对电网闪变的贡献大; 若闪变功率幅值小, 则该支路对电网闪变的贡献小. 通过追踪各支路闪变功率幅值, 分析各支路对电网闪变贡献的程度, 评估各支路闪变污染贡献程度.

综上所述, 多支路同时存在闪变时, 在各支路监测点处同时获得闪变功率, 根据闪变功率方向, 定位闪变源位于各监测点的系统侧还是负荷侧, 根据闪变功率幅值, 评估各支路闪变污染贡献程度, 实现多闪变源判别和分析.

3 仿真实验与分析

3.1 闪变功率测量结果

为验证本文提出算法测量闪变功率的准确性, 设定采样频率为 $f_s = 400$ Hz, 采样点数 $N = 2\ 048$, 鉴于闪变频率 $f = 8.8$ Hz 时, 电压波动对照度波动的影响最大^[22], 因此, 采用该频率下的电压和电流调幅波为例进行仿真, 基于本文方法提取闪变电压和电流调制量为 20% 和 0.25% 时闪变包络各参数计算得到闪变功率的测量结果分别如表 3 和表 4 所示.

表 3 20% 调制量时的测量结果

Tab. 3 Measurement results with 20% of modulation parameter

序号	调制信号		闪变功率 P_f		
	信号	有效值 /(V · A ⁻¹)	初相位 /(°)	测量结果 /W	相对误差 /%
1	U	220	0	88.000 2	2.736 7 × 10 ⁻⁴
	I	10	0		
2	U	220	0	44.000 1	2.737 2 × 10 ⁻⁴
	I	10	60		
3	U	220	0	-44.000 1	-2.736 5 × 10 ⁻⁴
	I	10	120		
4	U	220	0	-88.000 2	-2.736 7 × 10 ⁻⁴
	I	10	180		

表 4 0.25%调制量时的测量结果
Tab. 4 Measurement results with 0.25% of modulation parameter

序号	调制信号			闪变功率 P_f	
	信号	有效值 /(V·A ⁻¹)	初相位 /(°)	测量结果 /W	相对误差 /%
1	U	220	0	$1.375 0 \times 10^{-2}$	$2.244 5 \times 10^{-4}$
	I	10	0		
2	U	220	0	$6.875 0 \times 10^{-3}$	$2.245 0 \times 10^{-4}$
	I	10	60		
3	U	220	0	$-6.875 0 \times 10^{-3}$	$2.244 3 \times 10^{-4}$
	I	10	120		
4	U	220	0	$-1.375 0 \times 10^{-2}$	$2.244 5 \times 10^{-4}$
	I	10	180		

由表 3 和表 4 可知,基于本文提出的算法在闪变电压和电流调制量和闪变包络电压电流相角差不同的情况下,获得闪变功率值的相对误差均小于 $3 \times 10^{-4} \%$,因此,采用本文提出的方法测量的闪变功率具有较高的准确度,减少闪变源定位的误判率.

3.2 闪变源判别与分析

3.2.1 单闪变源判别

为验证本文算法在单闪变源时闪变功率定位闪变源的有效性,在 Matlab/Simulink 中建立单闪变源电力系统模型,如图 5 所示.该电力系统模型中,设定电源 $U_s(t) = U_N \sin(100\pi t)$, U_N 取 $220\sqrt{2}$ V, M 为闪变功率监测点, $r(t)$ 为电弧炉负荷,其时变电阻 $r(t)$ 的表达式为:

$$r(t) = R[1 + \sin(2\pi ft)].$$

该非线性电阻含有频率为 $f = 8.8$ Hz 的周期分量.因此,基于本文方法得到的监测点 M 处闪变电压波形如图 6 所示.

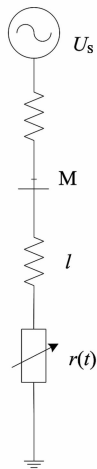


图 5 单闪变源电力系统模型

Fig. 5 Power system model of single flicker source

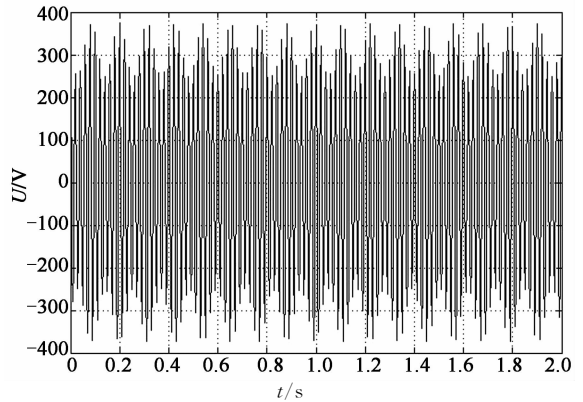


图 6 监测点 M 处的电压波形

Fig. 6 Waveform of voltage measured in monitoring point M

在监测点 M 处获得电压和电流波形数据基于 Matlab 进行仿真分析,其中采样频率 $f_s = 400$ Hz,采样点数 $N = 2 048$,采用本文提出的方法获得闪变功率结果为 $-68.151 0$ W.仿真结果表明闪变功率 $P_f < 0$,闪变源位于监测点 M 的负荷侧,负荷 $r(t)$ 为闪变源,结果与仿真模型设置一致.

当设定图 5 中负荷 $r(t)$ 为恒阻抗负荷,电源 U_s 中含有频率为 f_0 的低频闪变分量, U_s 的表达式为:

$$U_s = [U_N + \Delta U \cos(2\pi f_0 t)] \cos(100\pi t).$$

式中: U_N 取 $220\sqrt{2}$ V, $\Delta U / U_N$ 为 0.2, f_0 取 8.8 Hz,即电源含有闪变污染源,闪变源位于监测点 M 的系统侧.经过仿真在监测点 M 处测得闪变功率为 87.259 W.

仿真结果表明闪变功率 $P_f > 0$,闪变源位于监测点 M 的系统侧,与实际相符.由此可见,单闪变源情况下,本文提出的方法可以有效地定位系统中的闪变源.

3.2.2 多闪变源判别与分析

实际电网中非线性及波动性负载的不断增加,多闪变污染源常同时存在.为验证多闪变源时闪变功率定位闪变源的有效性,在 Matlab/Simulink 中建立多闪变源电力系统模型如图 7 所示.

多闪变源电力系统模型中, $U_s = U_N \sin(100\pi t)$, U_N 取 $220\sqrt{2}$ V,输出侧有 3 条并联连接的负荷,监测点 M2 和 M3 连接的负荷 $r_1(t)$ 和 $r_2(t)$ 为电弧炉负荷,用时变电阻模拟为闪变源, M4 连接恒定负荷.非线性电阻 $r_1(t)$ 和 $r_2(t)$ 的表达式分别为:

$$r_1(t) = R_1[1 + \sin(2\pi f_1 t)];$$

$$r_2(t) = R_2[1 + \sin(2\pi f_2 t)].$$

式中: $r_1(t)$ 含有周期分量的频率 $f_1 = 8.8$ Hz; $r_2(t)$ 含有周期分量的频率 $f_2 = 15$ Hz.

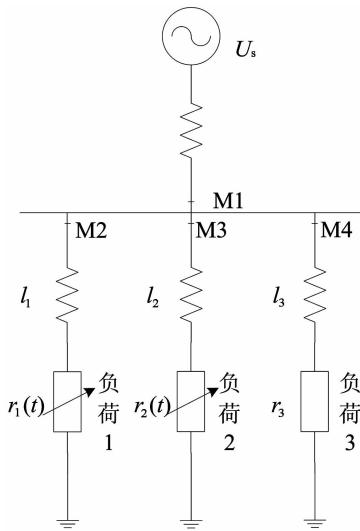


图 7 多闪变源电力系统模型

Fig. 7 Power system model of multiple flicker sources

在监测点 M1—M4 处同时采集电压和电流波形数据,采用本文提出的算法同时测量波动负荷功率,获得闪变功率结果如图 8 所示。

由图 8 可知,监测点 M1, M2 和 M3 处的闪变功率测量结果均小于零,监测点 M4 处的闪变功率测量结果大于零。仿真结果表明:闪变源位于监测点 M1, M2 和 M3 负荷侧,位于监测点 M4 系统侧,与仿真模型设置一致。其中,监测点 M2 处闪变功率幅值大于监测点 M3 处的闪变功率幅值,且 M2 连接支路闪变污染贡献程度约为 M3 连接支路的 3 倍。因此,闪变源位于 M2 和 M3 监测点负荷侧, M2 和 M3 连接的支路承担闪变责任,且 M2 负主要责任。由此可见,基于本文提出方法可以有效实现多闪变源情况下闪变源定位,准确评估各闪变源支路污染程度。

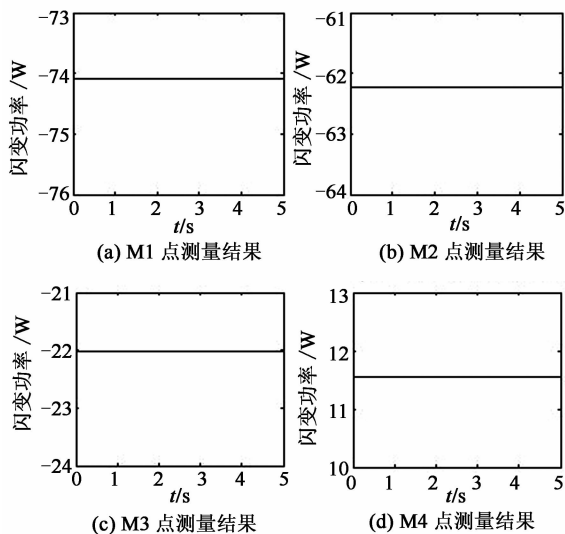


图 8 M1—M4 监测点闪变功率

Fig. 8 Flicker power from M1 to M4

4 结 论

本文在提取电压和电流波形特征过程基础上,通过改进 Teager-Kaiser 能量算子改进 Nuttall 窗频谱校正,提出并建立了基于波动负荷功率分析的闪变源判别方法,利用闪变功率特征实现多闪变源判别与污染评估。仿真分析与实验结果表明:改进能量算子电压和电流闪变包络特征提取无需平方根计算,计算量小,包络参数提取快速准确;基于改进能量算子与改进 Nuttall 窗频谱校正的闪变功率测量结果准确性高,降低闪变源定位的误判率;多闪变源情况下,有效实现多闪变源定位,准确评估各闪变源支路污染程度。

参考文献

- [1] 滕召胜,罗志坤,高云鹏,等.基于虚拟仪器的平方检测法电压闪变测量实现[J].仪器仪表学报,2011,32(8):1803—1809. TENG Zhao-sheng, LUO Zhi-kun, GAO Yun-peng, et al. Implementation of voltage flicker measurement with square detection method based on virtual instrument[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2011, 32(8): 1803—1809. (In Chinese)
- [2] 邵振国,吴丹岳,薛禹胜.闪变干扰源定位研究中的若干问题[J].高电压技术,2009,35(7):1595—1599. SHAO Zhen-guo, WU Dan-yue, XUE Yu-sheng. Some issues on the flicker source location[J]. High Voltage Engineering, 2009, 35(7): 1595—1599. (In Chinese)
- [3] DAN A M. Identification of flicker sources[C]//Proceeding of the Conference on Harmonics and Quality of Power. Athens: IEEE, 1998(2): 1179—1181.
- [4] JIA X F, MA J H, ZHANG Y, et al. Research on locating branch of flicker disturbance source [C]//Proceeding of the Conference on Electrical and Control Engineering (ICECE). Wuhan: IEEE, 2010: 5518—5521.
- [5] HANNAN M A, MOHAMED A, HUSSAIN A, et al. Power quality analysis of STATCOM using dynamic phasor modeling [J]. Electric Power Systems Research, 2009, 79(6): 993—999.
- [6] 堵俊,郭晓丽,张新松.多支路负荷闪变源识别研究[J].电力系统保护与控制,2008,36(24):58—61. DU Jun, GUO Xiao-li, ZHANG Xin-song. Research on identification of flicker source in power system with several loads[J]. Power System Protection and Control, 2008, 36(24): 58—61. (In Chinese)
- [7] 赵成勇,贾秀芳,陈清.一种闪变源定向的分形分析方法:中国,200910074577[P].2009-12-09.

- ZHAO Cheng-yong, JIA Xiu-fang, CHEN Qing. A method of tracing flicker source based on fractal theory: China, 200910074577[P]. 2009-12-09. (In Chinese)
- [8] EGHTEHDARPOU N, FARJAH E, KHAYATIAN A. Intelligent identification of flicker source in distribution systems[J]. IET Generation, Transmission & Distribution, 2010, 9(4): 1016-1027.
- [9] 王建勋, 刘会金. 间谐波闪变效应计算及闪变源识别方法[J]. 电力系统自动化, 2011, 35(12): 52-58.
- WANG Jian-xun, LIU Hui-jin. A calculation method for interharmonics-caused flicker and flicker source identification [J]. Automation of Electric Power Systems, 2011, 35(12): 52-58. (In Chinese)
- [10] RENNER H, SAKULIN M. Flicker propagation in meshed high voltage networks[C]//Proceedings of the Conference on Harmonics and Quality of Power. Orlando: IEEE, 2000(3): 1023-1028.
- [11] NASSIF A B, NINO E E, XU W. A $V-I$ slope-based method for flicker source detection[C]//Proceedings of 37th Annual North American on Power Symposium. Ames: IEEE, 2005: 364-367.
- [12] AXELBERG P G V, BOLLEN M H J. An algorithm for determining the direction to a flicker source[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2006, 21(2): 755-760.
- [13] YANG X X, KRATZ M. Power system flicker analysis by RMS voltage values and numeric flicker meter emulation[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2009, 24(3): 1310-1318.
- [14] MOGHADAM B H, DOROUDI A, POORMONFARED A M. Flicker source tracing by wavelet transform[J]. Electric Power Components and Systems, 2015, 43(4): 412-421.
- [15] KHODAPARAST J, DASTFAN A. Detection of several flicker sources using $d-q$ algorithm and flicker power[J]. Journal of Basic and Applied Scientific Research, 2012, 2(3): 2519-2529.
- [16] AXELBERG P G V, BOLLEN M H J, GU I Y H. Trace of flicker sources by using the quantity of flicker power[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2008, 23(1): 465-471.
- [17] LI F, GAO Y P, CAO Y J, *et al.* Improved teager energy operator and improved chirp-Z transform for parameter estimation of voltage flicker[J]. IEEE Transaction on Power Delivery, 2016, 31(1): 245-253.
- [18] HASHEMINEJAD S, SEIFOSSADAT S G, RAZAZ M, *et al.* Traveling-wave-based protection of parallel transmission lines using Teager energy operator and fuzzy systems[J]. IET Generation, Transmission & Distribution, 2016, 10(4): 1067-1074.
- [19] ELDERY M A, EL-SAADANY E F, SALAMA M. A simple energy operator computational method for voltage flicker assessment[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2006, 21(3): 1743-1750.
- [20] 高云鹏, 李峰, 陈婧, 等. 改进能量算子 Nuttall 窗频谱校正的闪变测量方法[J]. 仪器仪表学报, 2014, 35(4): 745-753.
- GAO Yun-peng, LI Feng, CHEN Jing, *et al.* Voltage flicker measurement method energy operator based on Nuttall using improved Teager-Kaiser window spectral correction[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2014, 35(4): 745-753. (In Chinese)
- [21] ONAL Y, ECE D G, GEREK O N. Hilbert-Huang transform based approach for measurement of voltage flicker magnitude and frequency[J]. Electric Power Components and Systems, 2015, 43(2): 167-176.
- [22] SADINEZHAD I, AGELIDIS V G. Frequency adaptive Least-Squares-Kalman technique for real-time voltage envelope and flicker estimation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(8): 3330-3341.